

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平4-212999

(43)公開日 平成4年(1992)8月4日

(51)Int.Cl.⁵

G10L 9/18

識別記号

庁内整理番号

E 8946-5H

FI

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数8(全16頁)

(21)出願番号 特願平3-45199

(22)出願日 平成3年(1991)3月11日

(31)優先権主張番号 特願平2-335265

(32)優先日 平2(1990)11月29日

(33)優先権主張国 日本(JP)

(71)出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72)発明者 村田 泰基

大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ

株式会社内

(72)発明者 吉川 修一

大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ

株式会社内

(72)発明者 西脇 裕志

大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ

株式会社内

(74)代理人 弁理士 山本 秀策

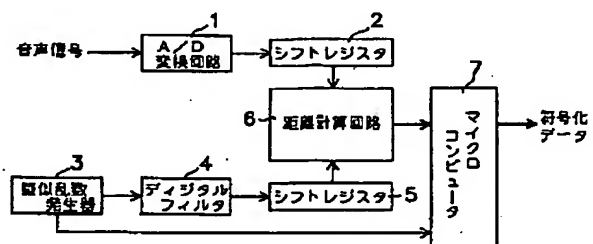
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 信号符号化装置

(57)【要約】

【構成】擬似乱数発生器を用いたベクトル量子化の際に、ベクトル量子化のための多数のパターンが擬似乱数等の漸化式により生成される。また、所定数の入力信号ごとにデジタルフィルタのタップ値を最適化して符号化を行い、この符号化データにそのときのタップ値のデータを付加する。

【効果】予め所定のパターンを格納した大容量のコードブックが不要となり、装置のハードウェアが簡素化する。擬似乱数発生器が出力するパターンの帯域を制限するデジタルフィルタの特性を自動的に最適化することができるので、所定数の入力信号ごとにタップ値のデータを付加するだけで、ハードウェアの汎用性を損なうことなく、より高品質の符号化を行うことができるようになる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】信号を連続する所定サンプル数ごとの分割信号に分割する信号分割手段と、漸化式に初期値を与えることによってデータ列を生成するデータ列生成手段と、該生成されたデータ列を信号分割手段と同じ所定サンプル数ごとのパターンに分割するパターン分割手段と、該パターン分割手段が分割した各パターンと分割信号との間の距離をそれぞれ算出する距離計算手段と、各分割信号ごとに該距離が最小となるパターンを判定し、該データ列生成手段がこのパターンを構成するデータ列を出力するための漸化式の初期値を、当該分割信号の符号化データとして出力する最小値判定手段とを備えている信号符号化装置。

【請求項 2】前記距離計算手段が、各パターンについて分割信号との間の距離がより小さくなるようにそれぞれのパターンの利得を調整しておき、この利得を調整された各パターンに基づいて分割信号との間の距離をそれぞれ算出するものであり、前記最小値判定手段が、最小の距離であると判定したパターンについて、そのパターンの初期値とそのパターンについての利得の調整量とを符号化データとして出力するものである請求項 1 に記載の信号符号化装置。

【請求項 3】前記距離計算手段が、分割信号とパターンにおける各サンプル上での距離のうち最大の距離を要素の一部に加えて各パターンごとに距離を算出するものである請求項 1 又は 2 に記載の信号符号化装置。

【請求項 4】前記信号分割手段及びパターン分割手段に於いて、分割するサンプル数が変更可能であり、前記最小値判定手段が、判定した最小の距離が閾値より大きい場合に、該信号分割手段とパターン分割手段による分割のサンプル数をより少ないものに変更させて、同じ分割信号についての符号化を再実行させ、かつ、これによって新たに判定したパターンの初期値と信号の再分割に関する情報とを符号化データとして出力するものである請求項 1 乃至 3 のいずれかに記載の信号符号化装置。

【請求項 5】前記データ列生成手段が、複数の周波数特性を備えた帯域調整フィルタを有し、漸化式によって生成されたデータ列をそれぞれの特性の帯域調整フィルタに順次通すことによって複数のデータ列を出力するものであり、前記最小値判定手段が、最小の距離であると判定したパターンについて、そのパターンの初期値と通過した帯域調整フィルタの周波数特性に関する情報とを符号化データとして出力するものである、請求項 1 乃至 4 のいずれかに記載の信号符号化装置。

【請求項 6】前記データ列生成手段に於いて、データ列を生成する漸化式の周期が変更可能であり、前記最小値判定手段が、判定した最小の距離が閾値より大きい場合に、このデータ列生成手段の漸化式の周期をより長いものに変更させて、同じ分割信号についての符号化を再実行させ、かつ、これによって新たに判定したパターンの

初期値と漸化式の周期変更に関する情報とを符号化データとして出力するものである請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の信号符号化装置。

【請求項 7】前記信号分割手段とデータ列生成手段とパターン分割手段と距離計算手段と最小値判定手段とが複数組設けられ、各組の間に、一方の組で出力された符号化データに基づくパターンと当該分割信号との間の各サンプルについての残差を算出する残差計算手段が設けられ、かつ、他方の組の信号分割手段がこの残差計算手段によって算出された残差を分割信号とするものである請求項 1 乃至 6 のいずれかに記載の信号符号化装置。

【請求項 8】下記 (イ) ~ (ニ) を有するベクトル量子化手段、(イ) 初期値を順次設定し、各初期値ごとに漸化式の繰り返し演算を行って所定数のデジタルデータからなるパターンを生成するパターン生成手段、(ロ) 該パターン生成手段が出力する各パターンの帯域を制限する、係数が変更可能なデジタルフィルタ、(ハ) 所定数のデジタルデータからなる入力信号とデジタルフィルタが出力する帯域制限された各パターンとの間の距離を計算する距離計算手段、及び (ニ) 各パターンごとに該距離計算手段が計算した距離の最小値を判定し、このときの該パターン生成手段の初期値をベクトル量子化による符号化データとする判定手段、並びに該ベクトル量子化手段の実行を所定数の入力信号についてそれぞれ行い、入力信号の各分割区間ごとに該判定手段が判定した最小の距離の総和を計算する総和計算手段が設けられた符号化手段と、該符号化手段の実行によって総和計算手段が計算した最小距離の総和と前回の最小距離の総和との差が所定の閾値より大きい場合に、該ベクトル量子化手段のデジタルフィルタ係数の最適化を行い再度該符号化手段の実行を指示する係数最適化手段とを備えている信号符号化装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、ベクトル量子化により音声等の信号を低ビット符号化する信号符号化装置に関する。

【0002】

【従来の技術】音声信号を低ビット符号化して伝送又は記録し、再び高音質で合成する方式としては、線形予測分析によって抽出した特徴パラメータを用いる PARCOR (Partial Auto-CORrelation) 方式やこの方式の音質をさらに改善した CELP (Code Excited Linear Prediction) 方式が優れている。しかし、これらは音声の符号化や再生の過程が複雑であり、しかも、特に CELP 方式の場合には、残差波形をベクトル量子化するためのコードブックに大容量のメモリが必要となり、ハードウェアが高価なものとなる。

【0003】そこで、例えば電子機器で簡単な音声応答や音声ガイダンス等を行うために、音質をある程度犠牲

にしてもハードウェアの簡略化が要請されるような場合には、音声信号の原波形を低ビットのコードブックを用いてベクトル量子化するVPCM(Vector Pulse Code Modulation)方式が従来から用いられて来た。このVPCM方式は、図14に示すように、まずA/D変換されたデジタルの音声信号をN(2以上の整数)サンプルずつに分割し、それぞれの分割された音声信号について距離計算回路101により所定の複数のパターンと順次比較する。複数のパターンは、それぞれ音声信号の量子化ビット数と同じビット数のデータをNサンプル分組み合わせたものであり、これらがメモリ上のコードブック102に例えば256種類(最低8ビットでアドレス可能)格納されている。また、この256種類のパターンは、符号化を行う実際の音声データに基づいて量子化誤差ができるだけ小さくなるように適当な方法で予め選出されたものである。そして、このコードブック102に格納された各パターンは、パターンセクタ103によって1つずつ読み出され、分割された音声信号と順に比較される。すると、両者の差(距離)が最小となるパターンが最小値判定回路104によって判定され、そのパターンのコードブック102上でのアドレスが符号化データとして出力される。従って、Nサンプルの音声信号は、最も近似するパターンを格納したコードブック102上のアドレス値に変換され、例えば8ビットで量子化された音声信号の8サンプル分、即ち64ビットのデータが8ビットのアドレスデータに圧縮されることになる。なお、このVPCM方式によって符号化されたデータを合成する場合には、同じコードブックを使用して符号化データのアドレスに従って順次パターンを読み出しD/A変換を行えばよい。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】ところが、従来のVPCM方式は、複数のパターンの格納用に上記の場合でも16Kビット(8ビット×8サンプル×256パターン)程度の大きさのコードブック102が必要となり、前記CELP方式ほどではないにしても、簡易なハードウェアとするにはなおメモリ容量の負担が大きいという問題があった。しかも、コードブック102に格納される最適なパターンは、当該機器に使用される実際の音声データに依存したものととなる。従って、この音声データが変更されると、パターンも新たに選択し直す必要が生じるので、コードブック102を構成するROMの汎用性がなくなり、量産による低コスト化を図ることができないという問題も生じていた。

【0005】本発明は、上記事情に鑑み、ベクトル量子化のための多数のパターンを擬似乱数等の漸化式を用いて生成することにより、大容量のコードブックを不要にすると共に、汎用的な信号の符号化をも可能にすることができる信号符号化装置を提供することを目的としている。

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明の信号符号化装置は、信号を連続する所定サンプル数ごとの分割信号に分割する信号分割手段と、漸化式に初期値を与えることによってデータ列を生成するデータ列生成手段と、該生成されたデータ列を信号分割手段と同じ所定サンプル数ごとのパターンに分割するパターン分割手段と、該パターン分割手段が分割した各パターンと分割信号との間の距離をそれぞれ算出する距離計算手段と、各分割信号ごとに該距離が最小となるパターンを判定し、該データ列生成手段がこのパターンを構成するデータ列を出力するための漸化式の初期値を、当該分割信号の符号化データとして出力する最小値判定手段とを備えており、そのことにより上記目的が達成される。

【0007】前記距離計算手段が、各パターンについて分割信号との間の距離がより小さくなるようにそれぞれのパターンの利得を調整しておき、この利得を調整された各パターンに基づいて分割信号との間の距離をそれぞれ算出するものであり、前記最小値判定手段が、最小の距離であると判定したパターンについて、そのパターンの初期値とそのパターンについての利得の調整量とを符号化データとして出力するものとすることもできる。

【0008】前記距離計算手段が、分割信号とパターンにおける各サンプル上での距離のうち最大の距離を要素の一部に加えて各パターンごとに距離を算出するものとしてもよい。

【0009】前記信号分割手段及びパターン分割手段に於いて、分割するサンプル数が変更可能であり、前記最小値判定手段が、判定した最小の距離が閾値より大きい場合に、該信号分割手段とパターン分割手段による分割のサンプル数をより少ないものに変更させて、同じ分割信号についての符号化を再実行させ、かつ、これによって新たに判定したパターンの初期値と信号の再分割に関する情報とを符号化データとして出力するものとしてもよい。

【0010】前記データ列生成手段が、複数の周波数特性を備えた帯域調整フィルタを有し、漸化式によって生成されたデータ列をそれぞれの特性の帯域調整フィルタに順次通すことによって複数のデータ列を出力するものであり、前記最小値判定手段が、最小の距離であると判定したパターンについて、そのパターンの初期値と通過した帯域調整フィルタの周波数特性に関する情報とを符号化データとして出力するものとしてもよい。

【0011】前記データ列生成手段に於いて、データ列を生成する漸化式の周期が変更可能であり、前記最小値判定手段が、判定した最小の距離が閾値より大きい場合に、このデータ列生成手段の漸化式の周期をより長いものに変更させて、同じ分割信号についての符号化を再実行させ、かつ、これによって新たに判定したパターンの初期値と漸化式の周期変更に関する情報とを符号化データとして出力するものとする。

タとして出力するものとすることもできる。

【0012】前記信号分割手段とデータ列生成手段とパターン分割手段と距離計算手段と最小値判定手段とが複数組設けられ、各組の間に、一方の組で出力された符号化データに基づくパターンと当該分割信号との間の各サンプルについての残差を算出する残差計算手段が設けられ、かつ、他方の組の信号分割手段がこの残差計算手段によって算出された残差を分割信号とすることもできる。

【0013】本発明の他の信号符号化装置は、下記
(イ)～(ニ)を有するベクトル量子化手段、(イ)初期値を順次設定し、各初期値ごとに漸化式の繰り返し演算を行って所定数のデジタルデータからなるパターンを生成するパターン生成手段、(ロ)該パターン生成手段が出力する各パターンの帯域を制限する、係数が変更可能なデジタルフィルタ、(ハ)所定数のデジタルデータからなる入力信号とデジタルフィルタが出力する帯域制限された各パターンとの間の距離を計算する距離計算手段、及び(ニ)各パターンごとに該距離計算手段が計算した距離の最小値を判定し、このときの該パターン生成手段の初期値をベクトル量子化による符号化データとする判定手段、並びに該ベクトル量子化手段の実行を所定数の入力信号についてそれぞれ行い、入力信号の各分割区間ごとに該判定手段が判定した最小の距離の総和を計算する総和計算手段が設けられた符号化手段と、該符号化手段の実行によって総和計算手段が計算した最小距離の総和と前回の最小距離の総和との差が所定の閾値より大きい場合に、該ベクトル量子化手段のデジタルフィルタ係数の最適化を行い再度該符号化手段の実行を指示する係数最適化手段とを備えている。

【0014】

【作用】上記の構成により、信号分割手段が音声信号等のデジタル信号を連続する所定のNサンプルごとの分割信号に分割する。デジタル信号は、アナログ信号をサンプリングしてそれぞれ(スカラー)量子化することにより生成したものである。このようにしてNサンプルごとに分割された分割信号は、N次元の信号ベクトル空間におけるベクトルとして取り扱うことができる。

【0015】また、データ列生成手段は、漸化式に初期値を与えることによってデータ列を生成し、パターン分割手段がこのデータ列を信号分割手段と同じNサンプルごとのパターンに分割する。そして、この場合も、Nサンプルごとの各パターンは、N次元の信号ベクトル空間におけるベクトルとして取り扱うことができ、これがベクトル量子化における代表ベクトルとなる。なお、このパターンを構成するデータ列は、通常は上記デジタル信号の量子化ビット数と同じビット数のデータからなる。また、例えば上記デジタル信号が音声信号である場合には、これを帯域調整フィルタを通すことにより、音源であるデータ列に調音構造の周波数特性を付加する

こともできる。

【0016】漸化式(差分方程式)は、関数 $f(i)$ が $f(i-1)$ 、 \dots 、 $f(i-p)$ の関数として定義された方程式であり、 p は1以上の定数として漸化式の階数を示す。この漸化式には、 p 個の初期条件が必要であり、この初期条件を初期値として順次計算を行うことにより、データ列を無限に生成することができる。そして、このデータ列は、初期値が同じであれば常に同じものが生成され、しかも、この初期値よりもビット数の多いデータを生成することができるので、これによって信号の圧縮が可能となる。ただし、生成される各データが有限の数で表される以上、データ列は必ず周期を有するため、このデータ列を分割して得られるパターンの種類も有限なものとなる。そして、ここでは多数のパターンを発生させるために、できるだけ周期の長いデータ列を生成する漸化式が好ましい。また、発生された多数のパターンは、ベクトル量子化における代表ベクトルとして、信号ベクトル空間にできるだけ一様に分布するようにしなければならない。

【0017】上記のような条件を満足する漸化式の一つに擬似乱数が存在する。例えば、下記

$$Z_i = a Z_{i-1} + b \pmod{m}$$

のような1階の漸化式を用いた合同法(合同式法、congruential method)は、擬似乱数の生成方法として代表的なものである。しかしながら、合同法は、周期が法である m を超えることができず(1階の漸化式を用いるため初期値が表現できる数が m 種類までである)、しかも、多次元において格子構造の規則性が発生するため、代表ベクトルを発生させる方法としては必ずしも最適ではない。これに対して、例えば下記

$$Z_i = Z_{i-24} + Z_{i-55} \pmod{m}$$

のような複数の先行データに基づく複数階の漸化式を用いたM系列法(最大周期列法、Maximum-length linearly recurring sequence)では、最大で m の p 乗引く1(上記例では、 $p=55$ 階)の周期が得られ(初期値は、 m を法とする数を p 桁並べたものであり、これで表現可能な数列の種類が m の p 乗となる)、かつ、多次元においても一様な分布が得られるようになり、代表ベクトルを発生させるものとして有望である。しかも、このM系列法は、シフトレジスタを用いた簡単なハードウェアで実現できるという利点もある。なお、擬似乱数において初期値は、種(seed)と呼ばれる。

【0018】もっとも、ここでの漸化式は、生成順序にかかわらず結果的に信号ベクトル空間に一様に分布する代表ベクトルが多数得られればよいので、必ずしも乱数の全ての性質が要求される訳ではない。従って、この漸化式は、乱数としてはあまり適当ではないものや規則的にデータ列を生成するようなものであってもよい場合があり得る。

【0019】データ列生成手段では、一定のデータ列を

生成するたびに随時初期値を与えるようにすることもできるが、最初に初期値を与えて以降1周期以内の間に生成されるデータ列をパターン分割手段で順に分割することによって所定数のパターンを得るようにしてもよい。この場合、各パターンを構成するデータ列の最初のデータがそれぞれのパターンの初期値となる。なお、上記漸化式は、データ列生成手段においてソフトウェア又はハードウェアとして実現される。

【0020】データ列生成手段とパターン分割手段による所定数のパターンの発生は、上記信号分割手段が信号をNサンプルの分割信号に分割するたびに行われる。そして、このように分割信号が分割されるたびに、距離計算手段がこの分割信号と所定数の各パターンとの間の距離をそれぞれ算出する。この分割信号とパターンとの間の距離としては、例えばN次元空間におけるユークリッド距離（差の2乗和）を用いることができるが、必ずしもこれに限定されるものではなく、信号の性質に応じて適宜選択してよい。

【0021】そして、上記距離計算手段が、各分割信号ごとに全てのパターンとの距離をそれぞれ算出すると、最小値判定手段が、これらの距離のうち最小となるものを判定し、そのパターンを生成するためのデータ列の初期値を当該分割信号の符号化データとして順次出力する。従って、元のデジタル信号の量子化ビット数×N個のデータが漸化式の初期値のビット数分のデータに圧縮されて符号化されることになる。

【0022】この結果、本発明によれば、予め多数のパターンを格納した大容量のコードブックが不要となるので、ハードウェアをより簡素化することができる。しかも、漸化式の選択によってハードウェアにほとんど負担を掛けることなくパターン数を容易に増加させることができるので、量子化誤差の低減と共に汎用的な信号の符号化も可能とする。例えば、16ビットのデジタル信号を8サンプルごとに分割して符号化する場合、データ列生成手段にM系列の擬似乱数を生成する23ビットスクランブラを用いたとすると、このデータ列の周期はほぼ2の23乗となるため、発生させ得るパターンが、これを8サンプルで除した約百万パターンとなる。また、128ビット（16ビット×8サンプル）からなる元の分割信号は、スクランブラの種のビット数である23ビットのデータに圧縮される。ところが、この百万種類のパターンをメモリに格納して従来のようなコードブックを作成したとすると、約100Mビット（総パターン数×16ビット×8サンプル）の容量が必要となり、これを上記のようにシフトレジスタと論理回路とからなる23ビットスクランブラに代えることにより、ハードウェアの簡素化を図ることができるようになる。

【0023】また、距離計算手段が分割信号と各パターンとの間の距離を算出する前に、各パターンについて分割信号との間の距離がより小さくなるようにそれぞれの

パターンの利得を調整する場合には、複数のパターンのなかに、レベルのみが異なり波形が極めて類似しているものがあれば、このパターンの初期値を符号化データとして採用することができるようになり、量子化誤差をより低減させることができるようになる。なお、これは実質的にパターン数を増加させたことと同じであり、符号化データには利得の調整量の情報が追加され、その分だけ圧縮率が低下することになる。

【0024】距離計算手段が分割信号と各パターンとの間の距離を計算する際に、これら分割信号とパターンにおける各サンプル上の距離のうち最大の距離を要素の一部に加える構成では、例えばN次元におけるユークリッド距離が最小となるパターンであっても、あるサンプル上での分割信号との間の1次元の距離が極端に大きい場合には、この部分で波形も大きく異なるようになり、音声信号であれば音質を著しく劣化させる原因となる。従って、本項の構成により、例えばN次元でのユークリッド距離が最小ではなくても、より波形が近似したパターンを選ぶことができるようになるので、音質等の向上を図ることができるようになる。

【0025】最小値判定手段が判定した最小の距離が閾値より大きい場合に、信号分割手段とパターン分割手段による分割のサンプル数をより少ないものに変更させて、同じ分割信号について符号化を再実行させる構成では、このようにサンプル数を減少させると、分割信号とパターンとの間の最小の距離をより小さくする可能性が高まるので、量子化誤差の低減を図ることができるようになる。ただし、分割するサンプル数を減少させると、符号化データの圧縮率も低くなり、しかも、信号の再分割に関する情報を別個付加する必要が生じるので、この圧縮率がさらに低下することになる。

【0026】データ列生成手段の漸化式が生成する1パターン分のデータ列に基づいて、周波数特性の異なる帯域調整フィルタを通過した複数のパターンが出力される構成では、帯域調整フィルタを選択するための情報により圧縮率は低下するものの、パターン数が増加することから、量子化誤差の低減を図ることができるようになる。しかも、例えば音声信号の符号化の場合、複数の帯域調整フィルタによって複数種類の代表的な調音構造の周波数特性を付加することができるようになるので、圧縮率の低下に見合う以上の音質の向上を期待することができる。

【0027】最小値判定手段が判定した最小の距離が閾値より大きい場合に、データ列生成手段においてデータ列を生成する漸化式の周期をより長いものに変更させて、同じ分割信号についての符号化を再実行させる構成では、このように漸化式の周期を長くすると、その分発生されるパターンの種類も多くなり、分割信号とパターンとの間の最小の距離をより小さくする可能性が高まるので、量子化誤差の低減を図ることができるようになる。

る。ただし、漸化式の周期は、初期値が表現可能な数(列)の種類にその最大周期を限定されるので、これを長くするという事は、初期値のビット数も増加することになり、符号化データの圧縮率が低くなる。しかも、漸化式の周期変更に関する情報も付加する必要が生じるので、この圧縮率はさらに低下することになる。

【0028】1組目の最小値判定手段から最初の分割信号の符号化データが出力されると、残差計算手段によって、この符号化データに基づくパターンと当該分割信号との残差が計算され、この残差信号が2組目の信号分割手段による分割信号とされる構成では、2組目の最小値判定手段からこの残差信号の符号化データが出力されると、以下設けられた組数だけ同様の処理が繰り返されて順次符号化データが出力されることになる。従って、元の信号の符号化データに加えて出力された1以上の残差信号の符号化データにより、量子化誤差をさらに低減することができるようになる。ただし、このように1の分割信号について複数の符号化データが出力されると、その分の符号化データの圧縮率が低下する。なお、残差計算手段は、出力された符号化データを再びパターンに再生し直さなくても、各組の距離計算手段の中間出力を得ることにより容易に実現することができる。

【0029】また、本発明の他の信号符号化装置では、入力された信号は、デジタル信号としてベクトル量子化手段により処理される。このデジタル信号は、元の信号がアナログ信号である場合、これをサンプリングしてそれぞれ(スカラー)量子化することにより生成する。ベクトル量子化においては、このデジタル信号を所定数(Nサンプルとする)ごとのデジタルデータからなる入力信号に分割して処理を行う。このNサンプルごとに分割された入力信号は、N次元の信号ベクトル空間におけるベクトルとして取り扱うことができる。

【0030】ベクトル量子化手段は、まずパターン生成手段が前述のような漸化式に初期値を設定して、この漸化式の繰り返し演算を行うことによりNサンプルのデジタルデータからなるパターンを生成する。この際、異なる初期値を順次設定することにより、多数のパターンが次々に生成される。Nサンプルごとの各パターンは、入力信号と同様にN次元の信号ベクトル空間におけるベクトルとして取り扱うことができ、これらがベクトル量子化における代表ベクトルとなる。

【0031】パターン生成手段では、データ列生成手段と同様に、Nサンプルのデジタルデータを生成するたびに異なる初期値を設定することもできるが、最初に初期値を設定し以降1周期以内の間に生成される全デジタルデータをNサンプルごとに分割することによって複数のパターンを得るようにしてもよい。この場合、各パターンの最初のデジタルデータがそれぞれのパターンの初期値となる。なお、上記漸化式は、パターン生成手段においてソフトウェア又はハードウェアとして実現さ

れる。

【0032】パターン生成手段が生成した各パターンは、デジタルフィルタを通して帯域を制限されて距離計算手段に送られる。距離計算手段では、上記Nサンプルの入力信号とこれらNサンプルの各パターンとの間の距離をそれぞれ計算する。このNサンプルの入力信号とNサンプルの各パターンとの間の距離は、例えばN次元空間におけるユークリッド距離(差の2乗和)を用いることができるが、必ずしもこれに限定されるものではなく、信号の性質に応じて適宜選択してよい。

【0033】そして、距離計算手段が、入力信号の各分割区間(Nサンプル)ごとに全てのパターンとの距離を計算すると、判定手段が、これらの距離のうち最小となるものを判定し、このときのパターン生成手段の初期値をベクトル量子化による符号化データとして順次出力する。従って、元のデジタル信号の量子化ビット数×N個のデータが漸化式の初期値のビット数分のデータに圧縮されて符号化される。

【0034】符号化手段は、ベクトル量子化手段により上記のようにして入力信号のベクトル量子化を行う。また、総和計算手段は、入力信号の各分割区間(Nサンプル)ごとに判定手段が判定した最小の距離の総和を計算する。

【0035】続いて、総和計算手段が計算した最小距離の総和に基づいてデジタルフィルタの係数を最適化し、再度区間符号化手段を実行する。このデジタルフィルタの係数の最適化は、デジタルフィルタの特性が当該所定数の入力信号により適した値となるような適当なアルゴリズムによって実行される。

【0036】この符号化手段の実行に於いて総和計算手段により再度最小距離の総和が計算される。係数最適化手段はこの最小距離の総和と前回の最小距離の総和との差を計算し、この差と所定の閾値とを比較する。そして、この差が閾値より大きい場合には、デジタルフィルタの係数の最適化を行い符号化手段の実行を指示する。また、区間符号化再実行手段の繰り返し実行により差が閾値内に収まった場合には、これによって所定数の入力信号についてのベクトル量子化が完了し、ベクトル量子化手段の判定手段によって最後に出力された各初期値が確定した符号化データとなる。また、このときのデジタルフィルタの係数も符号化データの一部として出力される。

【0037】この結果、本発明の他の信号符号化装置によれば、予め多数のパターンを格納した大容量のコードブックが不要となるので、ハードウェアをより簡素化することができる。しかも、漸化式の選択によってハードウェアにほとんど負担を掛けることなくパターン数を容易に増加させることができるので、量子化誤差の低減と共に汎用的な信号の符号化も可能とする。さらに、漸化式が出力するパターンの帯域を制限するデジタルフィ

ルタの特性を自動的に最適化することができるので、所定数の入力信号ごとに係数のデータを付加するだけで、ハードウェアの汎用性を損なうことなく、より品質の高い符号化を行うことができる。

【0038】

【実施例】本発明を実施例について以下に説明する。

【0039】図1に本発明の一実施例を示す。本実施例の音声信号符号化装置は、図1に示すように、入力される音声信号をA/D変換器1によってデジタル信号に変換し音声シフトレジスタ2に順に送り込むようになっている。A/D変換器1は、音声信号を8000Hzでサンプリングし、16ビットの(スカラー)量子化を行う回路である。また、音声シフトレジスタ2は、16ビット32段のシフトレジスタである。そして、A/D変換器1から出力されたデジタル信号は、16ビットずつ順にこの音声シフトレジスタ2に送り込まれ、32サンプル分の音声信号が格納されるまでシフト動作が繰り返される。なお、実際には、バッチ処理の場合のみならずリアルタイム処理の場合にも、A/D変換器1から出力されたデジタル信号を一旦バッファに溜めておき、ここから随時32サンプルずつ音声シフトレジスタ2に読み出すようにした方が便利である。

【0040】また、擬似乱数発生器3によって発生されたデータ列は、デジタルフィルタ4を介してパターンシフトレジスタ5に順次送り込まれるようになっている。この擬似乱数発生器3は、図2に示すように、1ビット23段のシフトレジスタ3aと排他的論理和回路3bとによって構成された23ビットスクランブラである。即ち、下段から上段ビットへのシフト動作のたびに、このシフトレジスタ3aの最上段ビット(p回前の入力)とこれよりも下段側のあるビット(q回前の入力)との排他的論理和をとってさらにこれを反転し最下段ビットに入力することにより、下記の漸化式によるM系列の擬似乱数を実現するものである。

$$【0041】 Z_i = \text{not} (Z_{i-q} (+) Z_{i-p})$$

なお、Zは、0又は1、また、(+)は排他的論理和このような擬似乱数発生器3では、シフトレジスタ3aの段数pによって出力されるビット列の最大周期が規定され、ここではpを23段としているので、最大周期は、2の23乗から1を引いたものとなる(シフトレジスタ3aの全てのビットが1となる初期値は使用できない)。また、qは、この最大周期より短い周期が生じることのないように、pより小さい段数から選ばれる。この結果、シフトレジスタ3aを2の23乗から1を引いた(以下、単に「2の23乗」という)回数だけシフト動作させると、互いに異なる23ビットのデータを2の23乗個出力することができる。

【0042】この擬似乱数発生器3のシフトレジスタ3aからパラレルに出力される23ビットのデータは、デジタルフィルタ4に送られ、ここで帯域制限されて1

6ビットのパラレル信号として、上記音声シフトレジスタ2と同じ16ビット32段のシフトレジスタであるパターンシフトレジスタ5に送られる。この際、音声シフトレジスタ2に同じ32サンプルの音声信号が格納されている間に、この擬似乱数発生器3は、2の23乗回だけシフト動作を行い、デジタルフィルタ4に23ビットのデータを2の23乗個送り出すことになる。また、これによってデジタルフィルタ4から順次出力される16ビットデータは、32個ごとに1パターンとして取り扱われ、約26万個(2の23乗÷32サンプル)のパターンがパターンシフトレジスタ5に順次送り込まれることになる。そして、擬似乱数発生器3がこのシフト動作を完了すると、音声シフトレジスタ2に次の32サンプルの音声信号が送り込まれて、再び擬似乱数発生器3がシフト動作開始する。なお、擬似乱数発生器3のシフト動作の開始時には、例えばシフトレジスタ3aの全てのビットが0とされて初期設定が行われる。また、このシフト動作を32回繰り返すたびに、そのときのシフトレジスタ3aの23ビットのデータが擬似乱数の種として後述のマイクロコンピュータ7に送られる。

【0043】上記パターンシフトレジスタ5に32個の16ビットデータがシフトされて1パターンが揃うと、距離計算回路6がこのパターンと音声シフトレジスタ2に格納された32サンプルの音声信号との間の距離を計算する。この距離は、図3に示すように、音声信号とパターンとにおける各サンプルごとの16ビットデータの差を加算回路6a、…で算出し、さらにそれぞれの差を乗算回路6b、…で2乗してから、これらの総和を加算回路6cによって計算することにより得られる32次元のユークリッド距離である。そして、パターンシフトレジスタ5に格納されたパターンが次の32個の16ビットデータに入れ替わると、再びこれと音声信号との間の距離を計算し、以下同様の動作を繰り返す。従って、この距離計算回路6は、音声シフトレジスタ2に32サンプルの音声信号が格納されるたびに、パターンの数だけ(約26万回)距離の計算を行うことになり、これらの距離のデータは、マイクロコンピュータ7に送られる。

【0044】マイクロコンピュータ7では、32サンプルの音声信号と各パターンとの間の距離を順次入力して、これらの中から最小のものを判定する。そして、この判定の結果、距離が最小となったときのパターンを発生する際に擬似乱数発生器3から送られて来た23ビットのデータを、当該32サンプルの音声信号の符号化データとして出力する。この23ビットのデータは、擬似乱数発生器3の種となるものであり、シフトレジスタ3aの各ビットにセットして32回のシフト動作を行わせると、当該音声信号との距離が最小となるパターンを再び生成することができる。そして、マイクロコンピュータ7は、次の32サンプルの音声信号についても同様の処理を行って符号化データを出力し、以下同様の動作を

繰り返す。すると、16ビット×32サンプルの音声信号は、順次23ビットのデータに圧縮されて符号化されることになる。またこれは、128Kbps（16ビット×8000Hz）の音声信号を5.8Kbps（23ビット×8000Hz／32サンプル）に圧縮したこと

【0045】この結果、本実施例によれば、シフトレジスタ3aと排他的論理和回路3bからなる簡単な擬似乱数発生器3によって約26万個もの大量のパターン（代表ベクトル）を発生させることができるので、大容量のメモリからなるコードブックを使用する必要がなくなり、しかも、音質の向上を図ることにより汎用的な音声信号の符号化も可能とすることができる。

【0046】図4に上記距離計算回路6の他の例を示す。

【0047】この実施例の距離計算回路6では、パターンシフトレジスタ5に格納されたパターンがゲイン調整器6dによって利得を調整されてから、加算回路6a、…によって音声信号との差を計算されるようになっている。また、この距離計算回路6には、2個のパワー演算器6e、6eが設けられ、それぞれ音声シフトレジスタ2に格納された音声信号又はパターンシフトレジスタ5に格納されたパターンについて、各サンプルごとの16ビットのデータを2乗し、その総和を求めるようになっている。そして、ゲイン調整器6dは、これらパワー演算器6e、6eの出力の比の平方根によって調整する利得を決定する。従って、各パターンのなかに、音声信号とはレベルのみが異なり波形が極めて類似するものがあれば、このゲイン調整器6dによって利得を調整してから距離を求めることにより、上記実施例よりもさらに小さい距離を得ることができる場合が生じる。そして、このようなパターンの種を符号化データとして採用すれば、量子化誤差を低減して音質をより向上させることができる。ただし、このパターンの利得の調整量の情報は、音声信号の再生時にも必要となるため、ゲイン調整器6dからマイクロコンピュータ7に送られ、出力される符号化データに含まれるようになっている。

【0048】図5に上記距離計算回路6のさらに他の例を示す。

【0049】この実施例の距離計算回路6では、加算回路6cが各サンプルごとの演算結果の総和を計算すると共に、最大値判定回路6fがこれら各サンプルごとの演算結果の最大値を判定するようになっている。そして、加算回路6cの出力に定数aを乗じたものと、この最大値判定回路6fが判定した最大値に定数bを乗じたものとを加算回路6gで加算し、この演算結果を距離として出力することになる。音声信号は、たとえ加算回路6cの出力値（32次元のユークリッド距離）が最小であっても、あるサンプルにおける1次元の距離のみが極端に

大きくなる場合には、この部分で波形も大きく相違し音質に重大な影響が加わるようになる。従って、この実施例によれば、加算回路6cの出力値が最小でなくても、加算回路6gの出力値が最小となり、波形がより類似したパターンを距離の最小のものとして判定することができるので、音質をさらに向上させることができる。

【0050】図6に本発明の他の実施例を示す。

【0051】この実施例では、距離計算回路6によって計算された距離の最小のものを判定した場合に、この最小の距離と閾値とを比較する処理と、この比較結果により最小の距離が閾値よりも大きいと判断された場合に、コントローラ8に信号を発する処理とがマイクロコンピュータ7に追加されている。また、音声信号は、音声シフトレジスタ2に送られる前に一旦バッファ9に格納され、デジタルフィルタ4から出力されたデータ列もパターンシフトレジスタ5に送られる前に一旦データカウンタ10に格納されるようになっている。そして、コントローラ8は、マイクロコンピュータ7からの信号を受けると、これらバッファ9及びデータカウンタ10を制御して、先に送り出したものと同じデータを今度はN／2サンプルずつに分けて音声シフトレジスタ2及びパターンシフトレジスタ5に送り出す。この際、マイクロコンピュータ7は、先の音声信号についての符号化を断念し、改めてこの32サンプルの音声信号の符号化を2度に分けて実行するようになっており、距離が最小となるパターンの種と共に、このサンプル数の減少に関する情報をも符号化データに含めて出力する。このようにサンプル数を減少させると、音声信号とパターンとの間の距離をより小さくする可能性が高まる。従って、十分に距離の小さいパターンを検索できなかった場合には、このようにサンプル数を減少させて再度符号化を試みることにより、音質の向上を図ることができる。しかしながら、サンプル数を減少させると、符号化データの圧縮率が低下し、しかも、サンプル数の減少に関する情報を付加することにより、この圧縮率がさらに低下することになる。

【0052】図7に本発明のさらに他の実施例を示す。

【0053】この実施例では、デジタルフィルタ4が複数の周波数特性を有するようになっている。この場合デジタルフィルタ4は、複数のフィルタが設けられている場合と、1つのフィルタが複数の係数を有するようにした場合とがあるが、実質的にはどちらでも同じである。また、このデジタルフィルタ4には、セレクト回路11が接続され、このセレクト回路11によってデジタルフィルタ4の周波数特性を順次切り替えることができる。そして、擬似乱数発生器3が1パターン分のデータ列を生成すると、これを一旦バッファ等に格納しておき、セレクト回路11が特性を切り替えるたびに、同じデータ列をこのデジタルフィルタ4に通すことにより、複数のデータ列を出力できる。このデジタルフィ

ルタ4は、音源である擬似乱数発生器3の出力に音声の調音構造の周波数特性を与えるために用いられている。ところが、このデジタルフィルタ4の周波数特性が固定されている場合には、この特性が母音の影響を多く受ける音声の長時間スペクトルに合わせて定められるために、無声子音のような高域成分の多い音声信号の場合に劣化が激しくなる。そこで、本実施例のようにデジタルフィルタ4に複数種類の代表的な調音構造の周波数特性を付加することができるようにすれば、元の音声のスペクトル包絡により近い特性のフィルタを使用することができ、音質のより一層の向上を図ることができるようになる。ただし、セレクト回路11が選択したフィルタの情報は、マイクロコンピュータ7に送られ、符号化データに付加されることになる。なお、元の音声のスペクトル包絡を線形予測分析等によって求め、このスペクトル包絡に最も近似した特性を有するフィルタを予め選択しておき、このフィルタを通したデータ列についてのみ音声信号との比較を行うようにしてもよい。

【0054】本実施例による符号化データを再生するための音声再生装置を図8に示す。

【0055】ROMに格納され又は他から伝送された符号化データは、まずデマルチプレクサ12に送られ、ここでパターンの種となるデータとフィルタの選択データとに分けられる。種となるデータは、擬似乱数発生器13のシフトレジスタ13aの各ビットにセットされる。この擬似乱数発生器13は、上記擬似乱数発生器3と同様の、シフトレジスタ13aと排他的論理和回路13bからなる23ビットスクランブラであり、このようにして種を与えて32回のシフト動作を繰り返すことにより、シフトレジスタ13aの各ビット出力から32個の23ビットデータを1パターンとして出力することができる。そして、この擬似乱数発生器13から出力されたパターンは、合成フィルタ14に送られる。合成フィルタ14は、上記デジタルフィルタ4と同様の複数の周波数特性を有するフィルタであり、ここでは実際に複数のフィルタ14a、…14cが設けられ、各フィルタ14a、…14cに擬似乱数発生器13からのパターンがそれぞれ入力されるようになっている。これらのフィルタ14a、…14cは、それぞれ抵抗Rと演算増幅器OPからなるFIRフィルタ（有限インパルス応答フィルタ）であり、この演算増幅器OPの帰還抵抗 R_f と各入力線の抵抗 R_i との比によってそれぞれ異なるフィルタ係数を有するようになっている。また、これらフィルタ14a、…14cの出力は、マルチプレクサ14dによっていずれかが選択されて出力される。

【0056】上記デマルチプレクサ12から出力されたフィルタの選択データは、この合成フィルタ14のマルチプレクサ14dに入力され、これによって出力すべきフィルタ14a、…14cが選択される。従って、本実施例の音声信号符号化装置で符号化される際に使用した

デジタルフィルタ4と同様の特性のフィルタ14a、…14cを通したパターンを出力することができる。そして、このようにして出力されたパターンは、アンプ15を介してスピーカ16に送られ、高音質の音声として再生される。この際、合成フィルタ14は、D/A変換によってアナログ信号を出力するようになっているので、別個D/A変換器を使用する必要がない。

【0057】図9乃至図11に本発明の他の実施例を示す。

【0058】この実施例では、距離計算回路6によって計算された距離の最小のものを判定した場合に、この最小の距離と閾値とを比較する処理と、この比較結果により最小の距離が閾値よりも大きいと判断された場合に、図9に示すように、擬似乱数発生器3に信号を発する処理とがマイクロコンピュータ7に追加されている。また、擬似乱数発生器3は、図10に示すように、排他的論理和回路3bに入力されるシフトレジスタ3aの段を切換回路3cによって切り換えることができるようになっていて、マイクロコンピュータ7からの信号は、切換回路3cに送られることになる。そして、擬似乱数発生器3の切換回路3cがマイクロコンピュータ7からの信号を受けると、排他的論理和回路3bの入力をシフトレジスタ3aの上段側のビットに変更する。この擬似乱数発生器3は、上記のようにM系列の擬似乱数を構成しているため、排他的論理和回路3bの入力を上段側のビットに変更すると、漸化式の階数pも増加して、生成されるデータ列の最長周期（2のp乗）が長くなる。ただし、漸化式の階数pが増加すると、種のビット数も増加することになる（pビット）。なお、この際、排他的論理和回路3bの他方の入力（q）は、この最長周期が実現されるように選ばれたビットに変更される。

【0059】このようにしてマイクロコンピュータ7が擬似乱数発生器3に信号を送った場合には、先の音声信号についての符号化を断念し、改めて同じ音声信号について符号化を再実行する。このときのマイクロコンピュータ7の動作を図11に基づいて説明する。まず、ステップS1において、音声シフトレジスタ2に32サンプルの音声信号が格納されると、擬似乱数発生器3における排他的論理和回路3bの入力を切換回路3cで切り換え可能な最下段のビット（min）に設定する（ステップS2）。次に、この擬似乱数発生器3でデータ列を生成し、順次符号化の処理を実行し（ステップS3）、最小の距離を判定する（ステップS4）。そして、この最小の距離が閾値よりも大きいかどうかを判断し（ステップS5）、これが閾値よりも小さかった場合には、そのパターンの種を符号化データとして出力し（ステップS6）、再びS1に戻って次の音声データについての処理を続行する。

【0060】上記ステップS5において、最小の距離が閾値よりも大きいと判断された場合には、次に、切換回

路3cでの切り換えが最上段のビット(max)に達したかどうかの判断が行われ(ステップS7)、まだの場合には、この切換回路3cを上段側に1段切り換えて(ステップS8)、同じ音声信号について再びステップS3の符号化処理を実行する。すると、擬似乱数発生器3から生成されるデータ列の周期が長くなり、その分音声信号と比較されるパターンの種類も増加することになり、最小の距離がより小さくなる可能性が高くなる。従って、この再度の符号化処理の後に、ステップS5の処理によって最小の距離が閾値よりも小さくなったと判断された場合には、ステップS6に移行してそのパターンの種を符号化データとして出力する。しかし、ステップS5では、最小の距離が閾値よりも大きい限りはステップS6の処理に移行することはできず、例えば4回の繰り返しによって切換回路3cが最上段に切り換わっても最小の距離が閾値より小さくならなかった場合には、ステップS7からステップS6の処理に移行してこのときのパターンの種が符号化データとして出力されることになる。なお、このステップS6の処理によって出力される符号化データには、切換回路3cの接続段数を示す情報も付加される。また、符号化データの元となる種は、データ列の周期が長くなるに従ってビット数も増加する。

【0061】この結果、本実施例によれば、常時は擬似乱数発生器3の生成データ列の周期を短くして種のビット数を少なくすることにより音声信号の圧縮率を大きくすることができ、量子化誤差が大きくなった場合には、適応的に周期を長くしてこの圧縮率の低減を犠牲にすることにより、音質の低下を防止することができるようになる。

【0062】図12及び図13に本発明の他の実施例を示す。

【0063】この実施例では、図12に示すように、音声シフトレジスタ2、擬似乱数発生器3、デジタルフィルタ4、パターンシフトレジスタ5及び距離計算回路6の各回路が2組設けられている。また、図13に示すように、一方の組の距離計算回路6には、各サンプルごとの音声信号とパターンとの残差を出力する回路が設けられると共に、これらの組の間に、この32サンプルの残差信号を格納するバッファ17が設けられている。このバッファ17は、一方の組の距離計算回路6が各パターンごとに演算を行うたびに残差信号を格納し、マイクロコンピュータ7からの信号を受け取ると、この残差信号を他方の組の音声シフトレジスタ2に出力する。マイクロコンピュータ7では、一方の組の距離計算回路6からの各パターンごとの距離を入力し、この距離が当該音声信号におけるそれまでの最小であった場合にのみ、バッファ17に信号を送り、残差信号を音声シフトレジスタ2に出力させる。

【0064】従って、一方の組において全てのパターン

との比較が完了したときには、距離が最小となったパターンとの残差信号が他方の組の音声シフトレジスタ2に格納されていることになる。そこで、次にこの残差信号について他方の組のデジタルフィルタ4が出力する各パターンとの比較を行い、再びマイクロコンピュータ7によって最小の距離を判定する。そして、一方の組で最小となったパターンの種と他方の組で最小となったパターンの種とを符号化データとして出力する。

【0065】この結果、本実施例の音声信号符号化装置は、音声信号における元の信号とその残差信号についての符号化データとを出力することができるので、量子化誤差を低減し音質の向上を図ることができるようになる。ただし、このように符号化データに残差信号についての初期値が追加されるので、データの圧縮率は低下する。なお、上記擬似乱数発生器3や距離計算回路6等からなる組を3組以上設けて、それぞれの残差信号を順次符号化することにより、さらに音質を向上させることも可能である。

【0066】他の音声信号符号化装置を図15に示す。この実施例では、入力された音声は前述のA/D変換器1と同様のA/D変換器21によってデジタル信号に変換され、一旦第1バッファ22に格納される。第1バッファ22は、A/D変換器21によってデジタル信号に変換された音声信号をNサンプルごとに距離計算回路23に送るための一時記憶回路である。音声信号は、各デジタルデータをXで示すと、 $X_k, X_{k+1}, \dots, X_{k+N-1}$ のようにNサンプル分のデジタルデータによって構成される。

【0067】この音声信号符号化装置は、擬似乱数発生器24を備えている。擬似乱数発生器24から出力されたデジタルデータは、デジタルフィルタ25を介して出力される。デジタルフィルタ25には、タップ値調整器26が設けられている。擬似乱数発生器24は、図16に示すように、1ビット23段のシフトレジスタ24aと排他的論理和回路24bとによって構成された23ビットスクランブラであり、前述の擬似乱数発生器3と同様に、下段から上段ビットへのシフト動作のたびに、シフトレジスタ24aの最上段ビット(p回前の入力)とこれよりも下段側のあるビット(q回前の入力)との排他的論理和をとってさらにこれを反転し最下段ビットに入力することにより、漸化式

$$Z_i = \text{not} (Z_{i-q} (+) Z_{i-p})$$

(ここで、Zは、0又は1、(+)は排他的論理和)

によるM系列の擬似乱数を実現するものである。この擬似乱数発生器24も、互いに異なる23ビットのデータを2の23乗個出力することができる。

【0068】デジタルフィルタ25は、擬似乱数発生器24から出力された23ビットのデジタルデータの帯域を制限するための回路であり、図16に示すように、各ビットごとにタップ値との乗算を行うための乗算

器 25 a とこれら乗算器 25 a の出力を帯域制限して 16 ビットのデジタルデータに変換する加算器 25 b とで構成されている。各乗算器 25 a は、タップ値調整器 26 によってタップ値 $C_0, C_1, \dots, C_{21}, C_{22}$ が設定される。従って、このタップ値を変更すると、デジタルフィルタ 25 の帯域制限特性も変化することになる。

【0069】デジタルフィルタ 25 は、帯域調整したデジタルデータを N サンプル分ずつのパターンとして出力する。そして、このパターンは、ゲイン調整器 27 によって利得を調整された後、距離計算回路 23 に送られる。ゲイン調整器 27 は、2 個のパワー演算器 28 の出力を比較してパターンの利得を調整する回路である。パワー演算器 28 は、音声信号及びパターンの各サンプルごとの 16 ビットのデータを 2 乗しその総和を求める回路であり、ゲイン調整器 27 は、これらのパワーが一致するようにパターンの利得を調整する。従って、擬似乱数発生器 24 から出力された N サンプル分のデジタルデータを $Y_n, Y_{n+1}, \dots, Y_{n+N-1}$ とすると、デジタルフィルタ 25 によって帯域制限されたパターンは、 $Z_n, Z_{n+1}, \dots, Z_{n+N-1}$ となり、ゲイン調整器 27 によって利得を調整されて $R_n, R_{n+1}, \dots, R_{n+N-1}$ となる。

【0070】距離計算回路 23 に入力された音声信号とパターンは、それぞれ音声シフトレジスタ 23 a とパターンシフトレジスタ 23 b に送られる。音声シフトレジスタ 23 a とパターンシフトレジスタ 23 b は、それぞれ 16 ビット 32 段のシフトレジスタである。そして、音声信号とパターンとは、実際には図 17 に示すように、これら音声シフトレジスタ 23 a 及びパターンシフトレジスタ 23 b に格納されてからパワー演算器 28 によってパワー比を計算され、パターンについては、ゲイン調整器 27 によって利得を調整される。距離計算回路 23 は、このようにして音声シフトレジスタ 23 a に格納された音声信号とゲイン調整器 27 によって利得を調整されたパターンとの間の距離を計算する。この距離は、図 17 に示すように、音声信号とパターンにおける各サンプルごとの 16 ビットデータの差を各加算器 23 c で算出し、さらにそれぞれの差を乗算器 23 d で 2 乗してから、これらの総和を加算器 23 e によって計算することにより得られる 32 次元のユークリッド距離であり、この距離を E_n とすると下記数 1 によって示される。

【0071】

【数 1】

$$E_m = \sum_{n=0}^{N-1} (X_{k+n} - R_{m+n})^2$$

【0072】上述のようにして計算された音声信号とパターンとの距離 E_n は、最小値判定器 29 に送られるようになっている。また、このようにして距離 E_n が計算されると、擬似乱数発生器 24 から次のパターンがディ

ジタルフィルタ 25 を介してパターンシフトレジスタ 23 b に送り込まれ、同じ音声信号との間の距離 E_n が同様に計算され、再び最小値判定器 29 に送られる。そして、擬似乱数発生器 24 が全てのパターンを出力し終えるまでこの動作が繰り返される。

【0073】最小値判定器 29 は、音声信号と全てのパターンとの間の距離 E_n を順次受け付け、これらの距離 E_n の最小値 E_{min} を判定して、誤差総和計算器 30 に送る。また、この際、距離が最小値 E_{min} となるパターンの擬似乱数発生器 24 における初期値と、そのパターンについてのゲイン調整器 27 における利得の調整量が第 2 バッファ 31 に送られる。そして、これらの処理が完了すると、第 1 バッファ 22 から次の音声信号が距離計算回路 23 の音声シフトレジスタ 23 a に送られ、同様の動作が繰り返される。

【0074】誤差総和計算器 30 は、最小値判定器 29 が N サンプルの音声信号ごとに出力する距離の最小値 E_{min} を順次受け付け、所定数の音声信号について、これらの最小値の総和 TE を計算する。そして、算出された最小値の総和 TE は、閾値比較器 32 に送られる。

【0075】閾値比較器 32 は、前回の最小値の総和 TE_{j-1} を記憶してあり、これと今回の最小値の総和 TE_j との差を $D = TE_{j-1} - TE_j$ によって計算し、この差 D が所定の閾値より大きいかどうかの判断を行う回路である。そして、この差 D が閾値よりも大きかった場合には、今回の最小値の総和 TE をタップ値調整器 26 に送ると共に、第 1 バッファ 22 の制御器 33 に制御信号を送る。タップ値調整器 26 は、この最小値の総和 TE が送られて来ると、 $C_i = C_i + \alpha \cdot TE$ (ここで、 α は適当な定数) によってデジタルフィルタ 25 のタップ値を更新する。従って、デジタルフィルタ 25 は、距離計算回路 23 での音声信号とパターンとの間の距離がより少なくなるように、帯域制限の特性を調整される。また、制御器 33 は、閾値比較器 32 からの制御信号が送られて来ると、第 1 バッファ 22 が再度前回と同じ所定数の音声信号を距離計算回路 23 に送り出す。従って、誤差総和計算器 30 が最小値の総和 TE を再計算するまで上記動作が繰り返される。なお、音声信号について最初に最小値の総和 TE を算出した場合には、前回の最小値の総和との比較を行うことができない。従って、この場合は、無条件にタップ値の更新と最小値の総和の再計算を行うようにしてもよいし、このときの最小値の総和 TE と閾値とを直接比較するようにしてもよい。

【0076】閾値比較器 32 において、数 2 による差 D が閾値よりも小さいと判断された場合には、コード出力器 34 が第 2 バッファ 31 に格納された擬似乱数発生器 24 の各初期値とそれぞれの利得調整量とを符号化データとして出力する。また、このときのタップ値調整器 26 によるデジタルフィルタ 25 のタップ値も符号化データの一部として出力される。従って、符号化データに

は、所定数分の初期値と利得調整量のデータに加え、1データ分のタップ値のデータが追加されることになる。

【0077】上述のようにして出力された符号化データは、まずタップ値を再生装置のディジタルフィルタに設定し、擬似乱数発生器に順次初期値を与え、出力されたパターンの利得をそれぞれ利得調整量によって調整してD/A変換を行うことにより元の音声を再生することができる。

【0078】この結果、本実施例によれば、シフトレジスタ24aと排他的論理和回路24bからなる簡単な擬似乱数発生器24によって大量のパターン（代表ベクトル）を発生させることができるので、大容量のメモリからなるコードブックを使用する必要がなくなり、汎用的な音声の符号化も可能となる。また、擬似乱数発生器24が出力するパターンの帯域を制限するディジタルフィルタ25の特性を自動的に最適化することができるので、音質をより向上することができる。しかも、この際に、フィルタのタップ値のデータを付加するだけなので、圧縮率をほとんど低下させることなく、共通のハードウェアによって高音質の音声再生が可能となり汎用性を損なうこともなくなる。

【0079】なお、本実施例では、上記最小値判定器29と誤差総和計算器30と閾値比較器32を8ビットのマイクロコンピュータによって構成している。

【0080】

【発明の効果】以上の説明から明かなように、本発明の信号符号化装置によれば、ベクトル量子化のための多数のパターンが擬似乱数等の漸化式により生成されるので、予め所定のパターンを格納した大容量のコードブックが不要となり、装置のハードウェアをさらに簡素化することができる。また、生成するパターンの数も容易に増加させることができるので、量子化誤差を低減させて汎用的な信号の符号化も可能にすることができる。従って、本発明によれば、ハードウェアの簡素化と量産の可能性により、装置の大幅なコストダウンを図ると共に、音質等も向上させることができるようになる。

【0081】また、漸化式が出力するパターンの帯域を制限するディジタルフィルタの特性を自動的に最適化することができるので、ハードウェアの汎用性を損なうことなく、より高品質の符号化を行うことができる。従っ

て、ハードウェアの簡素化と量産の可能性により、装置の大幅なコストダウンを図ると共に、品質の高い符号化を行うことができる。

【図面の簡単な説明】

05 【図1】本発明の一実施例である音声信号符号化装置のブロック図である。

【図2】図1の音声信号符号化装置における擬似乱数発生器のブロック図である。

10 【図3】図1の音声信号符号化装置における距離計算回路のブロック図である。

【図4】他の実施例における距離計算回路のブロック図である。

【図5】その距離計算回路の部分を拡大して示すブロック図である。

15 【図6】更に他の実施例のブロック図である。

【図7】更に他の実施例のブロック図である。

【図8】更に他の実施例のブロック図である。

【図9】更に他の実施例のブロック図である。

20 【図10】その実施例における疑似乱数発生器のブロック図である。

【図11】その実施例の動作を示すフローチャートである。

【図12】更に他の実施例のブロック図である。

25 【図13】その実施例の部分を拡大して示すブロック図である。

【図14】従来の信号符号化装置のブロック図である。

【図15】更に他の実施例のブロック図である。

30 【図16】その実施例における擬似乱数発生器とディジタルフィルタのブロック図である。

【図17】その実施例における距離計算回路とゲイン調整器のブロック図である。

【符号の説明】

2 音声シフトレジスタ（信号分割手段）

3 擬似乱数発生器（データ列生成手段）

35 5 パターンシフトレジスタ（パターン分割手段）

6 距離計算回路（距離計算手段、残差計算手段）

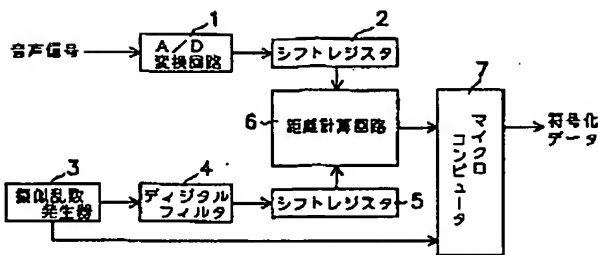
7 マイクロコンピュータ（最小値判定手段）

17 バッファ（残差計算手段）

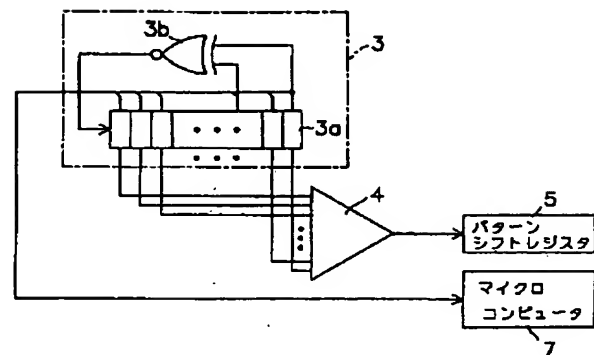
23 距離計算回路

40 24 疑似乱数発生器

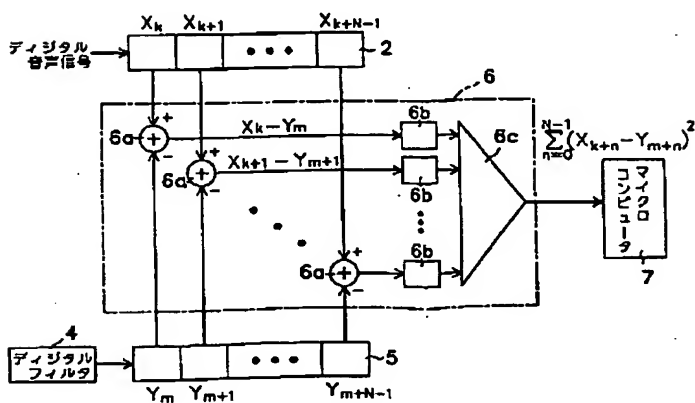
【図1】



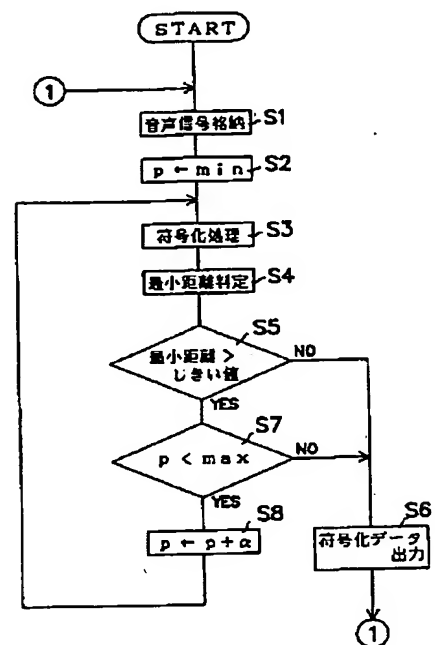
【図2】



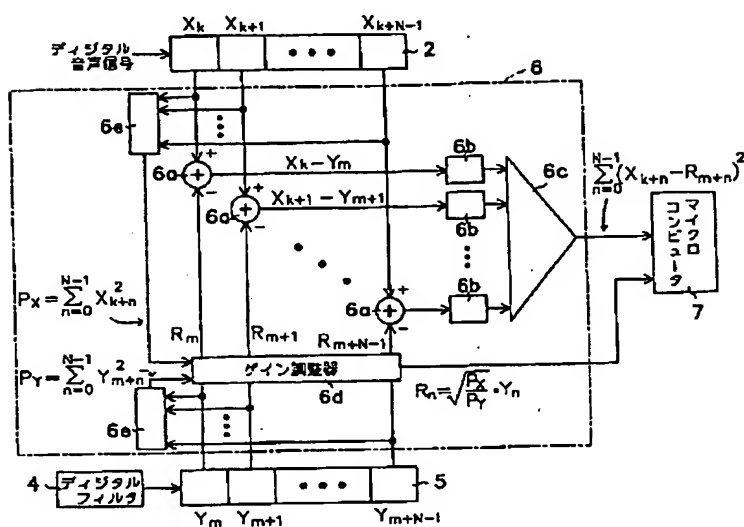
【図3】



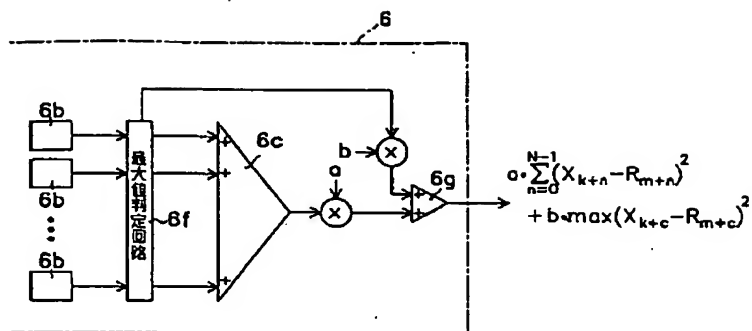
【図11】



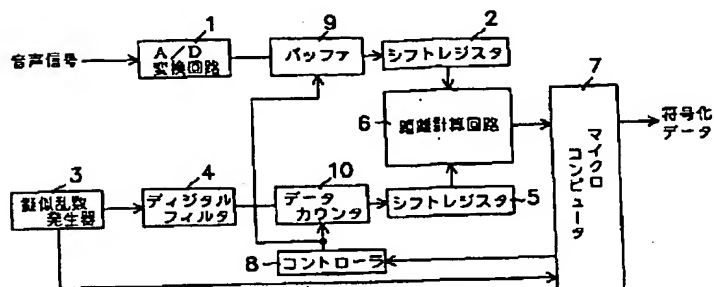
【図4】



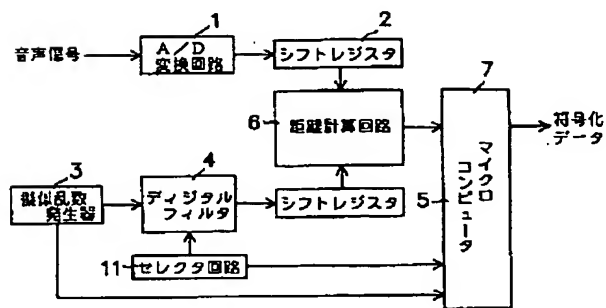
【図 5】



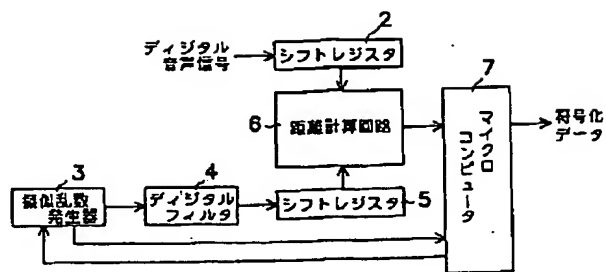
【図 6】



【図 7】

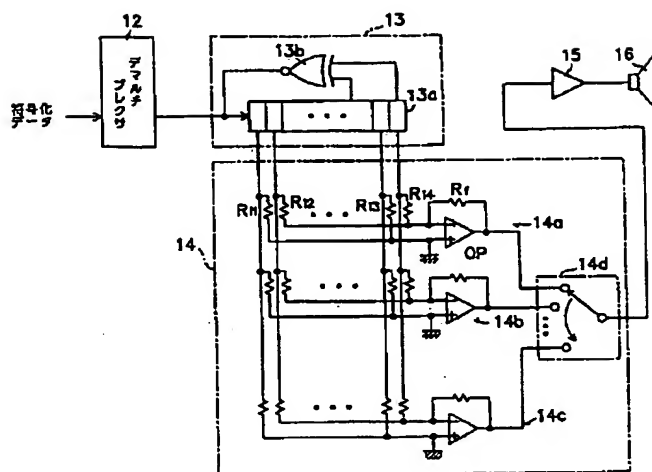


【図 9】

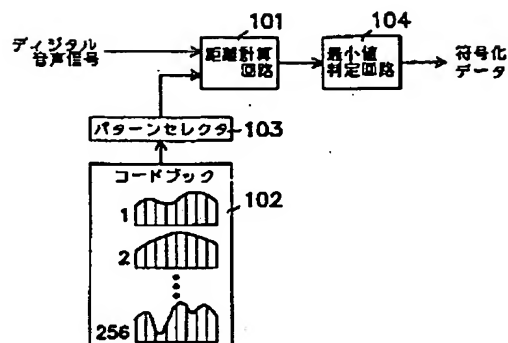


Best Available Copy

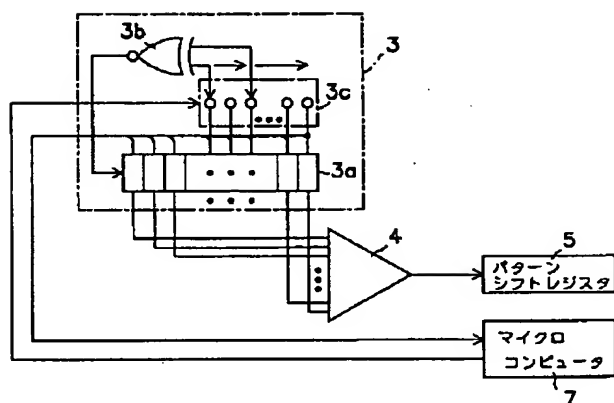
【図8】



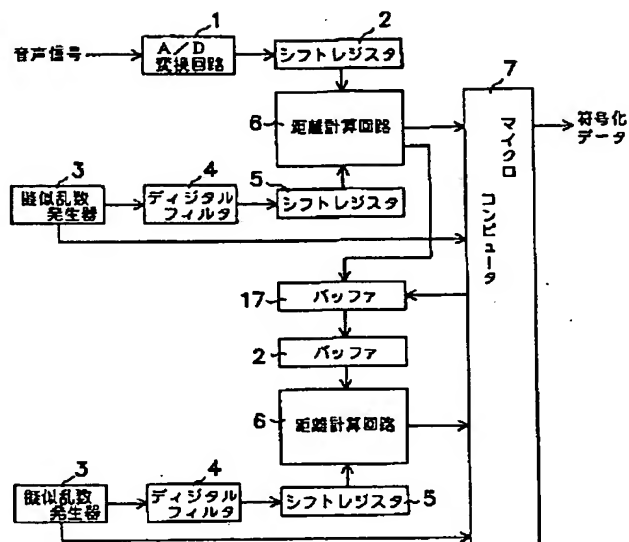
【図14】



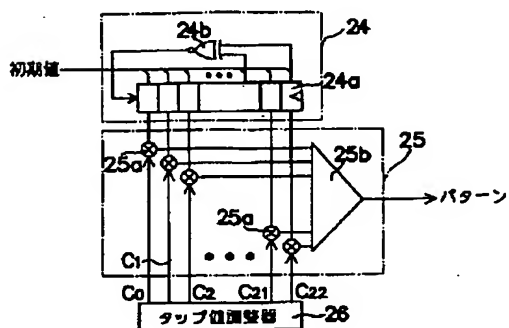
【図10】



【図12】

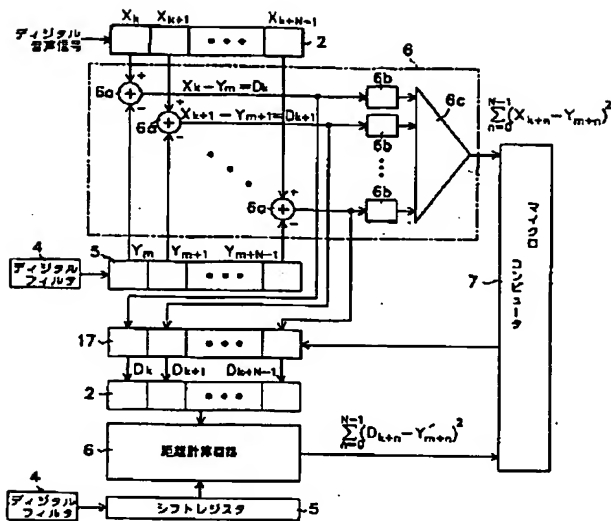


【図16】

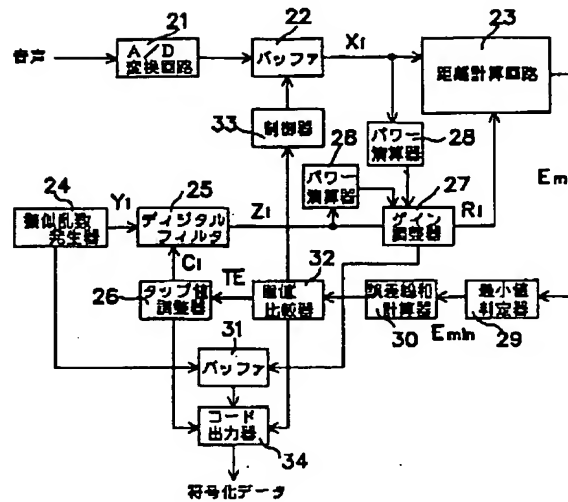


Best Available Copy

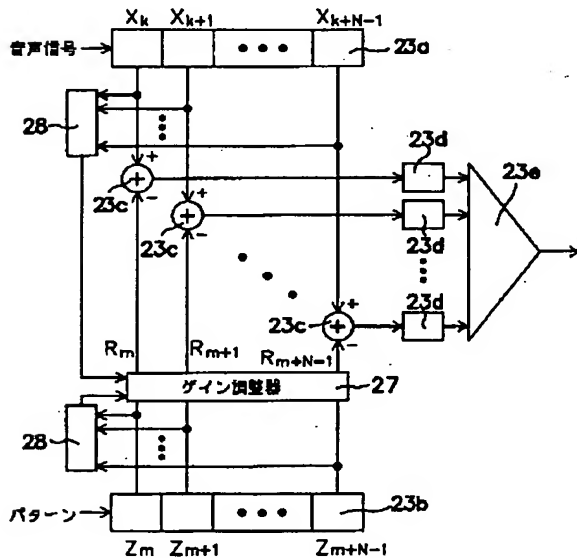
【図 13】



【図 15】



【図 17】



25

30

35

フロントページの続き

(72)発明者 河間 修一
大阪市阿倍野区長池町22番22号 シヤープ 45
株式会社内

(72)発明者 森尾 智一
大阪市阿倍野区長池町22番22号 シヤープ
株式会社内

(72)発明者 鬼頭 淳悟
大阪市阿倍野区長池町22番22号 シヤープ
株式会社内

Best Available Copy